

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-252040

(43)Date of publication of application : 17.09.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04B 7/08
H04L 1/00
H04L 27/00
H04N 7/08
H04N 7/081
// H04N 5/44

(21)Application number : 10-052166

(71)Applicant : TOSHIBA CORP
TOSHIBA AVE CO LTD

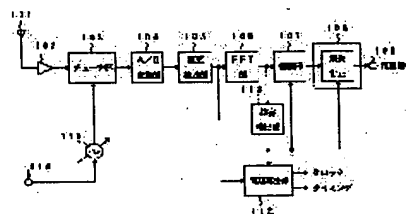
(22)Date of filing : 04.03.1998

(72)Inventor : SATO MAKOTO
TAGA NOBORU
SEKI TAKASHI
OHASHI YUJI

(54) OFDM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve demodulation performance by mounting the pilot carrier of received OFDM signals and judging an interfered carrier.
SOLUTION: OFDM transmission signals obtained through a reception antenna 101, an RF amplifier 102, a tuner part 103 and an A/D conversion part 104 are orthogonally detected in an orthogonal detection part 105, the orthogonal detection output is transformed from a time area to a frequency area by fast Fourier transformation in an FFT part 106, information transmitted from the fast Fourier transformed result is demodulated in a demodulation part 107, an error is corrected in the error correction part 108 of the demodulated result and it is outputted. At the time, the interference of the frequency selection of input signals from fast Fourier transformation output is detected from pilot signals in an interference detection part 113. Further, the interference is removed from demodulation output in the demodulation part 107 and the error correction part 108 based on the interference detected result and synchronization reproduction reduced in the influence of the interference is performed in a synchronization reproduction part 112.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 23.08.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3363086

[Date of registration] 25.10.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-252040

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月17日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

A

H 0 4 L 1/00

H 0 4 L 1/00

B

27/00

H 0 4 N 5/44

Z

H 0 4 N 7/08

H 0 4 L 27/00

Z

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平10-52166

(22) 出願日

平成10年(1998) 3月4日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(71) 出願人 000221029

東芝エー・ピー・イー株式会社

東京都港区新橋3丁目3番9号

(72) 発明者 佐藤 誠

東京都港区新橋3丁目3番9号 東芝エー・

ピー・イー株式会社内

(72) 発明者 多賀 昇

東京都港区新橋3丁目3番9号 東芝エー・

ピー・イー株式会社内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

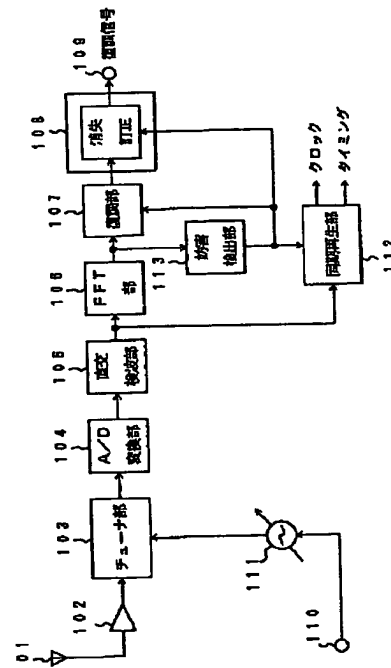
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM受信装置

(57) 【要約】

【課題】 受信したOFDM信号のパイロットキャリアを監視して、妨害をうけているキャリアを判定し、復調性能の改善を図る。

【解決手段】 受信アンテナ101、RF増幅器102、チューナ部103、A/D変換部104を経由して得られたOFDM伝送信号を直交検波部105にて直交検波し、この直交検波出力をFFT部106にて高速フーリエ変換により時間領域から周波数領域へ変換し、この高速フーリエ変換結果から伝送された情報を復調部107にて復調し、この復調結果の誤り訂正部108にて誤りを訂正して出力する。このとき、妨害検出部113にて高速フーリエ変換出力から入力信号の周波数選択制の妨害をパイロット信号から検出するようにし、さらにはその妨害検出結果に基づいて復調部107及び誤り訂正部108にて復調出力から妨害除去を行い同期再生部112では妨害の影響を減らした同期再生を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】複数のキャリアに周期的にパイロット信号が挿入された直交周波数分割多重（以下、OFDM）伝送信号を受信するOFDM受信装置において、前記OFDM伝送信号を直交検波する直交検波手段と、この手段で得られた直交検波出力を高速フーリエ変換により時間領域から周波数領域へ変換する高速フーリエ変換手段と、この手段の高速フーリエ変換結果から伝送された情報を復調する復調手段と、この手段により得られた復調結果の誤りを訂正する誤り訂正手段と、前記高速フーリエ変換出力から入力信号の周波数選択制の妨害を前記パイロット信号から検出する妨害検出手段とを具備したことを特徴とするOFDM受信装置。

【請求項2】さらに、前記妨害検出手段の妨害検出結果に基づいて前記復調手段の出力から妨害除去を行う妨害除去手段を備えることを特徴とする請求項1記載のOFDM受信装置。

【請求項3】前記妨害除去手段は、前記妨害検出手段の検出結果に基づいて、周波数選択制の妨害のあるキャリアのデータを消失処理する手段を備えることを特徴とする請求項2記載のOFDM受信装置。

【請求項4】前記OFDM伝送信号内に周波数方向に1/3、時間方向に1/4の割合でスキッタードパイロット信号が挿入されているとき、前記妨害除去手段は、前記高速フーリエ変換手段の出力から4シンボル分のスキッタードパイロット信号を書き込んで読み出すメモリ手段と、前記メモリ手段の出力のうち、前記妨害検出結果により妨害があることが検出された周波数のスキッタードパイロット信号は、妨害の無い前後のスキッタードパイロット信号から補間する妨害対策用補間フィルタ手段とを備えることを特徴とする請求項2記載のOFDM受信装置。

【請求項5】前記妨害検出手段は、高速フーリエ変換手段から出力される信号の各パイロット信号の振幅と各パイロット信号の振幅を平均した値との差を各パイロット信号単位で検出する誤差検出手段と、この手段で得られた誤差信号を各パイロット信号単位で平均する積分手段と、この手段で得られた各パイロット信号単位の誤差の平均値から全パイロット信号の平均値を求める平均手段とを備え、この全パイロット信号の平均した結果に基づいて受信したOFDM信号のC/Nの検出を行うことを特徴とする請求項1記載のOFDM受信装置。

【請求項6】前記妨害検出手段は、高速フーリエ変換手段から出力される信号の各パイロット信号の振幅と各パイロット信号の振幅を平均した値との差を各パイロット信号単位で検出する誤差検出手段と、この手段で得られた誤差信号を各パイロット信号単位で平均する積分手段と、この手段で得られた各パイロット信号単位の誤差の

平均値から全パイロット信号の平均値を求める平均手段と、この手段で得られた結果と前記誤差信号を各パイロット信号単位で積分した結果を比較する比較手段を備え、この比較した結果に基づいて受信したOFDM信号の周波数選択制妨害の検出を行うことを特徴とする請求項1記載のOFDM受信装置。

【請求項7】前記OFDM伝送信号と同一帯域でアナログテレビジョン放送信号が伝送されているとき、前記妨害検出手段は、前記アナログテレビジョン放送信号の輝度搬送波と音声搬送波と色信号搬送波周辺の妨害を受けやすい帯域とそれ以外の妨害を受けにくい帯域のパイロット信号の状態を比較することで同一チャンネル妨害についての検出を行う手段を有し、同一チャンネル妨害除去は前記同一チャンネル妨害の検出結果に応じて行うことを特徴とする請求項1記載のOFDM受信装置。

【請求項8】直交周波数分割多重（以下、OFDM）伝送信号をダイバーシチ受信するOFDM受信装置において、

それぞれ互いに異なるアンテナにより受信される前記OFDM伝送信号を直交検波し、高速フーリエ変換により時間領域から周波数領域への変換を行う複数の直交検波・領域変換手段と、

前記複数の直交検波・領域変換手段それぞれの系統で妨害を検出する複数の妨害検出手段と、

それぞれの系統で妨害を検出した結果を比較し妨害の少ない系統を判定する比較手段と、

この比較手段の結果に基づき入力された全ての系統から妨害の少ない系統の復調出力を選択する切り替え手段と、

この切り替え手段の選択出力信号を復調する復調手段と、

この手段により得られた復調結果の誤りを訂正する誤り訂正手段とを具備したことを特徴とするOFDM受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、OFDM（直交周波数分割多重）伝送方式の受信装置に関し、特に受信信号に周波数選択制の妨害（スプリアス、マルチパス、同一チャンネル妨害）が存在し、その影響で復調性能が悪化する場合の改良技術に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、音声信号及び映像信号の伝送においてデジタル変調方式の開発が盛んである。特に、欧州及び日本における地上放送のデジタル化にあつては、OFDM方式が最適な変調方式として採用されることになっている。OFDM方式の詳細については、文献ITU-R S 寄書（TG11/3）またはテレビジョン学会研究報告Vol. 17, No. 54, pp7-12、BCS '93-33(Sep. 1993)などに述べられているので、ここでは本発明に関

連する従来の技術について説明する。

【0003】OFDM伝送では、互いに直交する複数キャリアにデータを割り当てて変調及び復調を行う。これは、送信側では複数のシンボルデータに対してIFFT（逆高速フーリエ変換）処理を行い、受信側では受信データに対してFFT（高速フーリエ変換）処理を行うことにより実現する。

【0004】また、送信側で周波数方向に $1/3$ 、時間方向に $1/4$ の割合でスキップしたパイロット（以下、SP）信号を挿入しておき、受信側でSP信号を検出して各キャリアの誤差を求め、振幅等化及び位相等化を行うことにより、同期検波を実現する。すなわち、SPは4シンボル周期で配列されているので、4シンボルの信号を観測することにより3キャリア間隔のSP信号が得られる。そこで、このSP信号を周波数方向に補間する。これにより、全キャリアの基準信号を得ることができ、これらの基準信号を受信キャリアと互いに比較することにより、それぞれの誤差を求めることができる。

【0005】しかしながら、上記のような従来のOFDM受信装置では、伝送中に、SP信号の周波数に一致するようなスプリアスが発生したり、マルチパスによるレベルの落ち込みや同一チャンネル妨害等があると、SP信号が妨害の影響を受けてしまう。この場合、各SP信号を周波数方向で補間処理しているため、フィルタのタップ数にもよるが、1キャリアの妨害が数キャリアの全シンボルに影響してしまい、復調性能が大きく劣化してしまう。

【0006】また同期再生においては、同一チャンネル妨害を受けた信号で同期再生処理を行うと妨害の影響により大きな誤差が生じてしまい正確な同期再生を行うことができない。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように、従来のマルチキャリア伝送方式によるOFDM受信装置では、スプリアス、マルチパス（レベルの落ち込み）、同一チャンネル妨害などにより特定キャリアが影響を受けた場合でも復調処理を行うため、復調性能が劣化してしまい正確な同期再生も行うことができない。また、同期検波時には1本のスキップしたパイロットが妨害（スプリアスなど）を受けた場合でも、周波数方向に補間処理を行い、全キャリアの基準信号を求めているため、妨害の影響が周波数方向に広がってしまう。この場合、妨害の周波数がスキップしたパイロットに一致すると、情報キャリアが妨害を受けた場合よりも誤り率が劣化する度合いが大きい。

【0008】本発明は、上記の課題を解決し、受信したOFDM信号のパイロットキャリアを監視して、妨害をうけているキャリアを判定し、復調性能の改善を行うことのできるOFDM受信装置を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために本発明に係るOFDM受信装置は、複数のキャリアに周期的にパイロット信号が挿入されたOFDM伝送信号を受信する装置であって、前記OFDM伝送信号を直交検波し、この直交検波出力を高速フーリエ変換により時間領域から周波数領域へ変換し、この高速フーリエ変換結果から伝送された情報を復調し、この復調結果の誤りを訂正して出力するものであり、特に前記高速フーリエ変換出力から入力信号の周波数選択制の妨害を前記パイロット信号から検出するようにし、さらにはその妨害検出結果に基づいて前記復調出力から妨害除去を行うようにしている。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。図1は、本発明に係るOFDM受信装置の第1の実施形態の構成を示すもので、このOFDM受信装置では、OFDM伝送信号が受信アンテナ101及びRF増幅器102を経てチューナ回路103に入力され、ここで選局が行われる。この選局は、選局情報入力端子110に入力される周波数制御信号により局部発振器111の発振周波数を所望のチャンネル周波数に合わせることで行われる。

【0011】上記チューナ回路103の出力は、A/D（アナログ/デジタル）変換器104でデジタル信号に変換され、直交検波部105でIQの準同期直交検波によりベースバンドOFDM信号に変換される。このベースバンドOFDM信号はFFT部106に供給される。このFFT部106は入力されたOFDM信号を時間領域から周波数領域の信号に変換するものである。尚、A/D変換クロック及びその他のデジタル回路で使用されるクロック及びタイミング信号は、受信信号自身から同期再生部112で再生される。

【0012】上記FFT部106の出力は、OFDM信号のキャリア毎の位相と振幅を示しており、復調部107に供給される。この復調部107は、入力されるOFDM信号について、その変調方式に対応して同期検波による復調処理を行う。ここで、同期検波は、周波数方向に $1/3$ 、時間方向に $1/4$ の割合で挿入されているスキップしたパイロット信号を用いて、各キャリアの誤差信号を検出し、振幅等化及び位相等化を行うものである。

【0013】同期検波では、まず、受信されたOFDM信号には、SPが4シンボル周期で配置されているので、4シンボルのSP信号により3キャリア間隔の基準信号が得られる。そこで、これらを周波数方向に補間することで全キャリアの基準信号を求める。復調した結果は、誤り訂正部108にて伝送中に生じた誤りが訂正された後、出力端子109から出力される。

【0014】一方、FFT部106の出力は妨害検出部

113にも入力される。この妨害検出部113は、受信したパイロット信号の状態を判定することで、周波数選択制の妨害（スプリアスやマルチパスや同一チャンネル妨害）の影響を受けているキャリアを判定するもので、その判定結果は復調部107や誤り訂正部108や同期再生部112に出力され、復調性能の改善に供される。

【0015】上記構成において、以下に従来装置と比較しながら、その動作について説明する。まず、従来のOFDM受信装置では、受信信号において周波数選択制の妨害（スプリアスやマルチパスや同一チャンネル妨害）の影響により特定のキャリアが影響を受けてしまっている、FFT部106で高速フーリエ変換処理、復調部107で復調処理が行われている。この場合、誤り訂正部108で誤り訂正の処理が行われるが、周波数選択制の妨害の影響で訂正できない場合には、誤りのある復調信号が出力端子109より出力されてしまう。

【0016】これに対し、本実施形態では、FFT部106の出力を妨害検出部113に inputs し、この妨害検出部113で受信したパイロット信号の状態を判定することで、周波数選択制の妨害（スプリアスやマルチパスや同一チャンネル妨害）の影響を受けているキャリアを判定し、その結果を復調部107や誤り訂正部108や同期再生部112に出力することで復調性能の改善を行うようにしている。

【0017】すなわち、復調部107では、同期検波時にスキッタードパイロット信号を用いて各キャリアの誤差信号を検出し、振幅等化及び位相等化を行っているため、妨害キャリア情報にて妨害の受けている周波数がスキッタードパイロット信号の周波数と一致している場合には使用せず、妨害の影響を受けていないスキッタードパイロット信号により補間した信号にて誤差信号を検出することで復調性能の改善を行うことができる。また、誤り訂正部108では、妨害の影響を受けているキャリア情報にて消失訂正などの重み付け処理を行うようにしているので、妨害による影響の改善を行うことができる。

【0018】図2は上記復調部107の具体的な構成を示すもので、入力端子107a、107bには、それぞれ高速フーリエ変換されたIQ信号が入力され、遅延部107cで振幅誤差と位相誤差を検出するのに要する時間の遅延処理が行われ、振幅等化部107dで検出された誤差信号により振幅等化処理が行われ、位相等化部107eで検出された位相誤差信号により位相等化処理が行われ、出力端子107f、107gよりIQの復調した信号が出力される。

【0019】一方、入力端子107a、107bに入力されたIQ信号は、メモリ部107hにも入力される。このメモリ部107hは入力されたIQ信号から4シンボル分のスキッタードパイロット信号をRAM（ランダム・アクセス・メモリ）に書き込み、1シンボル単位

で読み出すもので、その読み出し出力は妨害対策用補間フィルタ107iに供給される。

【0020】この妨害対策用補間フィルタ107iでは、入力端子107nを通じて、妨害検出部113からの妨害キャリア情報を受け取り、この妨害キャリア情報で妨害キャリアであると判定されたスキッタードパイロット信号を除去し、妨害の影響を受けていないスキッタードパイロット信号のみを使用して補間処理を行うもので、その出力は周波数方向の補間フィルタ107jに供給される。

【0021】この周波数補間フィルタ107jは、入力された3キャリア間隔のスキッタードパイロット信号を周波数方向に補間することで全キャリアの基準信号を求めるもので、その出力は極座標変換部107kに供給される。この極座標変換部107kは周波数方向に補間された全キャリアの基準信号からIQ信号の振幅値及び位相値を検出するもので、その振幅検出出力は振幅誤差検出部212に供給され、位相検出出力は位相誤差検出部107mに供給される。

【0022】上記振幅誤差検出部107lは、入力された振幅値の逆数を求めることによりIQ信号の振幅誤差を検出するもので、その検出出力は振幅等化部107dに供給され、IQ信号の振幅等化処理に供される。また、位相誤差検出部107mは、入力された位相値の符号を反転することで位相誤差信号を検出するもので、その検出出力は位相等化部107eに供給され、IQ信号の位相等化処理に供される。

【0023】上記構成による復調部107の動作について、図3を参照して説明する。図3(a)はスキッタードパイロット信号の配列例を示すものである。スキッタードパイロットは4シンボル周期で配列されているので、4シンボルの信号を観測することにより3キャリア間隔の信号が得られる。そこで、この信号を周波数方向に補間することにより全キャリアの基準信号を得ることができる。

【0024】ところが、図3(b)に示すように、周波数選択制妨害としてスプリアスやマルチパスや同一チャンネル妨害が生じ、その周波数がスキッタードパイロット信号の周波数に一致した場合には、スキッタードパイロット信号が妨害の影響を受けてしまう。この場合、図3(c)に示すように、周波数選択制の妨害を受けたスキッタードパイロット信号を使用して、周波数方向に補間して全キャリアの基準信号を求めると、フィルタのタップ数にもよるが、1キャリアの妨害が数キャリアの全シンボルに影響して、復調性能が大きく劣化してしまう。

【0025】これに対し、上記復調部107では、以下のような処理によってその問題を解決する。図3(c)は図2のメモリ部107hのRAMから読み出されたスキッタードパイロット信号を示している。この場合、

4シンボル分のスキッタードパイロット信号が1シンボル単位で4シンボル分読み出される。したがって、4シンボル分のスキッタードパイロット信号は同じになる。

【0026】このメモリ部107hの読み出し出力は、妨害対策用補間フィルタ107iにより周波数選択制の妨害を受けたスキッタードパイロット信号が排除され、図3(d)に示すように、妨害の影響の無い前後のスキッタードパイロット信号から例えば直線補間により求めた信号が新たにスキッタードパイロット信号として挿入される。このように、補間処理によるスキッタードパイロットを使用して周波数方向の補間処理を行うことで、妨害による影響が少なくなり、これによって復調性能の改善を行うことができる。

【0027】図4は上記妨害検出部113の具体的な構成を示すものである。図4において、妨害検出部113のパイロット信号抽出部113aには、高速フーリエ変換されたFFT部106の出力が入力される。このパイロット信号抽出部113aは入力信号からパイロット信号を抽出するもので、その出力は積分器113bに供給されると共に、減算部113cに供給される。

【0028】上記積分器113bは、各パイロット信号の振幅を積分することで平均値を求めるもので、この平均値は減算部113cに供給される。この減算部113cは、各パイロット信号の振幅の平均値と各パイロット信号の振幅との差を検出するもので、その検出出力は各パイロット信号単位の誤差として絶対値演算部113dに供給され、ここで各パイロット信号の誤差の絶対値が求められる。

【0029】この絶対値演算部113dの出力は、積分器113eに供給され、時間方向に各パイロット信号の誤差の積分処理が行われる。この処理結果は各パイロット信号の誤差信号として比較部113fと平均部113gに供給される。

【0030】ここで、各パイロット信号の誤差信号は各パイロット信号のC/N値に対応する。各パイロット信号のC/N値は平均回路113gにより全パイロット信号のC/N値として出力される。一方、比較器113fは各パイロット信号のC/N値と各パイロット信号のC/N値の比較を行い、比較した結果の差が大きい場合には、周波数選択制の妨害があると判断する。これにより、妨害のあるパイロット信号の周波数を精度よく判定することができる。比較器113fの出力は、前述の妨害キャリア情報として復調部107と誤り訂正部108と同期再生部112へ出力される。

【0031】尚、ここで得られた妨害キャリア情報は、外部出力可能とし、任意にモニタ表示可能とすることで、妨害発生原因の究明等に利用することができる。上記構成による妨害検出部113の動作について、図5を参照して説明する。

【0032】図5において、スプリアスが存在し、C/Nが良い時を(a)に、C/Nが悪い時を(b)に示す。また、マルチパスが存在し、C/Nが良い時を(c)に、C/Nが悪い時を(d)に示す。ここで、妨害検出部113では、 $C/N誤差 = |各パイロットキャリア - 各パイロットキャリアの平均値|$ 、妨害誤差 = $|各パイロットキャリアの誤差 - 全パイロットキャリアの誤差の平均値|$ として求める。

【0033】図5(a)～(d)からわかるように、各パイロットキャリアと各パイロットキャリアの平均値の誤差が大きい場合にC/Nが悪い状態にあり、小さいときにC/Nが良い状態にある。そこで、この妨害検出部113では、検出した各パイロットキャリアの誤差が全パイロットキャリアの誤差の平均値との差が大きい場合には、周波数選択制の妨害を受けていると判断するようにしている。

【0034】このようにして得られた比較部113fの判定結果は復調部107及び誤り訂正部108と同期再生部112に供給される。これにより、復調部107において、妨害の影響を受けていないスキッタードパイロット信号により補間した信号にて誤差信号が検出され、誤り訂正部108にて消失された信号の誤り訂正を行われ、同期再生部112で妨害の受けていない信号から誤差の少ない同期再生が行われるようになり、周波数選択制の妨害による復調性能の劣化を改善し、誤りのない信号を出力することができる。

【0035】ところで、地上波テレビジョン放送にあっては、デジタル放送への移行に際し、一定期間は同一チャンネルでデジタル放送信号と現行方式によるアナログ放送信号との混在が必須となる。このため、アナログ放送波がデジタル放送波により同一チャンネル妨害が生じる可能性が高い。

【0036】図6は上記のようにOFDM放送信号のチャンネル帯域にアナログ信号帯域が重なった場合に、OFDM信号が受ける同一チャンネル妨害の一例を示すもので、(a)はアナログテレビジョン放送信号スペクトル、(b)はOFDM信号の伝送帯域を示している。

【0037】アナログテレビジョン放送信号は図6

(a)に示すように映像搬送波、色副搬送波、音声搬送波に高いピークを持つ。このようなピーク成分を持つ信号が同一チャンネルに混在すると、OFDM信号は図6

(b)に示すように各ピーク成分の周辺の帯域Bが影響を受け、周波数選択制の妨害を受ける。

【0038】図7は、上記の問題を解決する機能を有する妨害検出部113の具体的な構成を示すものである。但し、図7において図4と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分について説明する。

【0039】まず、図7に示す積分器113eで得られた各キャリアのC/N値は、平均部113gに供給され、全C/Nが得られると同時に、アナログ放送ピーク

帯域内キャリア抜き出し部113h及びアナログ放送ピーク帯域内キャリア抜き出し部113jに供給される。アナログ放送ピーク帯域内キャリア抜き出し部113hは、図6(b)において、アナログ放送信号によって同一チャンネル妨害を受けると予想される帯域Bの部分のパイロット信号を抜き出す。また、アナログ放送ピーク帯域外キャリア抜き出し部113jは、図6(b)において、アナログ放送信号によって妨害を受けないと予想される帯域Aの部分のパイロット信号を抜き出す。これらの抜き出し出力は、それぞれ平均部113i、113kで平均された後、比較部113fにて比較される。ここで、例えば両者の差が規定値以上の時は同一チャンネル妨害ありと判定し、規定値に満たないときは同一チャンネル妨害無しと判定する。この判定結果は、妨害キャリア情報として復調部107及び誤り訂正部108と同期再生部112に供給される。

【0040】すなわち、上記構成による妨害検出部113では、アナログ放送ピーク帯域内キャリア抜き出し部113hで映像と色と音声の搬送波帯域内のパイロット信号を抜き出し、平均部113iで平均した結果を比較部113fに出力し、アナログ放送ピーク帯域外キャリア抜き出し部113jで映像と色と音声の搬送波帯域外のパイロット信号を抜き出し、平均部113kで平均した結果を比較部113fに出力し、比較部113fでアナログ放送ピーク帯域内と帯域外のパイロット信号の比較を行うようにしたものである。これにより、比較部113fにてアナログ放送からの同一チャンネル妨害が出やすい映像帯域内（輝度搬送波と音声搬送波と色搬送波の周辺）の周波数と映像帯域外の周波数のパイロット信号が比較され、同一チャンネル妨害があるかどうかの判定が行われる。

【0041】このようにして得られた比較部113fの判定結果は復調部107及び誤り訂正部108と同期再生部112に供給される。これにより、復調部107において、同一チャンネル妨害の影響を受けていないスキューワードパイロット信号により補間した信号にて誤差信号が検出され、誤り訂正部108にて消失された信号の誤り訂正を行われるようになり、周波数選択制の妨害による復調性能の劣化を改善することができ、誤りのない信号を出力することができる。

【0042】図8は上記同期再生部112の具体的な構成を示す図である。直交検波した直交検波部出力105が同期再生部112に入力される。入力された信号は、同一チャンネル妨害除去用フィルタ部112aでOFDM信号からアナログ同一チャンネル妨害のピーク周波数の除去が行われ、切り替え部112bに入力される。切り替え部112bでは、妨害検出部113の妨害キャリア情報（同一チャンネル妨害）信号により同一チャンネル妨害の無いときは、直交検波部105出力を選択し、同一チャンネル妨害のある時は同一チャンネル妨害除去

用フィルタ部出力112aを選択しクロック・タイミング再生部112cに出力する。これによりクロック・タイミング再生部112cでは、同一チャンネル妨害が無いときには全OFDMキャリア成分を含んだ信号から正確な同期再生を行うことができ、同一チャンネル妨害があるときには同一チャンネル妨害の大きい周波数を除いた周波数の信号により同期再生を行うことで妨害の影響を軽減することが可能となる。

【0043】図9は図8の同一チャンネル妨害除去用フィルタ（帯域除去特性とした場合）の動作を説明する図である。図9の(a)にOFDM信号と図9の(b)にアナログ放送は伝送路において合成されるため、OFDM受信装置の入力信号は図9(c)に示すようにOFDM信号+アナログ放送信号スペクトラムとなる。図9(d)に同一チャンネル妨害除去用フィルタ12aの帯域除去特性を示す。

【0044】すなわち図9(d)に示すフィルタ特性にて不要となる映像搬送波と色副搬送波および音声搬送波を除去することにより、図9(e)同一チャンネル妨害の影響の少ない周波数の信号を抜き出す。

【0045】したがって、同一チャンネル妨害が検出されたときには同期再生を図9(d)に示すフィルタを通すことによりアナログ方式の信号成分が含まれていないOFDM信号によりアナログ放送の妨害の影響を受けない同期再生を行うことができる。

【0046】図10は、本発明をダイバーシチ受信方式のOFDM受信装置に適用した場合の実施の形態の構成を示すものである。この装置では、互いに指向性の異なる複数系統（図では2系統）の受信アンテナ114a、114bでそれぞれOFDM伝送信号を受信し、RF増幅器、チューナ回路、選局用局部発振器、直交検波部、FFT部からなる復調系統(A)115a及び復調系統(B)115bにより選局、直交検波及びFFT処理して切り替え部116に入力する。

【0047】一方、復調系統(A)115a及び復調系統(B)115bの出力は、それぞれ妨害検出部(A)117a及び妨害検出部(B)117bによりそれぞれ妨害の受状態（振幅及び位相）を監視し、比較部118において妨害の強さを比較する。この比較結果から最も妨害の少ない系統を切り替え部116にて選択し、検波部119で復調した後、誤り訂正部120で誤り訂正を施して出力端子121より復調信号を取り出すようにしている。

【0048】上記構成によれば、最も妨害の少ない方向からのOFDM伝送信号について復調処理を行うので、妨害除去処理を行わなくても良好な復調信号を得ることができる。この装置は、特に車載用の簡易型のものに利用すれば効果的である。妨害除去処理を行う場合には、前述した手法、すなわち選択された系統の妨害検出部で得られる妨害キャリア情報に基づいて、検波部119及

び誤り訂正部120にてパイロット信号の補間処理、消失訂正処理を行うことにより実現できる。

【0049】

【発明の効果】 以上のように本発明によれば、受信したOFDM信号のパイロットキャリアを監視して、妨害を受けているキャリアを判定し、復調性能の改善を行うことのできるOFDM受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態とするOFDM受信装置の構成を示すブロック回路図。

【図2】 同実施形態の復調部の具体的な構成を示すブロック回路図。

【図3】 図2の復調部の等化演算処理を説明する図。

【図4】 同実施形態の妨害検出部の具体的な構成を示すブロック回路図。

【図5】 図4の妨害検出を説明する図。

【図6】 同実施形態の同一チャンネル妨害検出を説明する図

【図7】 同実施形態の妨害検出部において、同一チャンネル妨害を検出する場合の具体的な構成を示すブロック回路図。

【図8】 同実施形態の同期再生部の具体的な構成を示すブロック回路図。

【図9】 図8の同一チャンネル妨害除去用フィルタの動作を説明する図。

【図10】 本発明の他の実施形態とするダイバーシチ

受信方式によるOFDM受信装置の構成を示すブロック回路図。

【符号の説明】

101…受信アンテナ、102…RF増幅器、103…チューナ回路、104…A/D変換器、105…直交検波部、106…FFT部、107…復調部、108…誤り訂正部、109…出力端子、110…選局情報入力端子、111…局部発振器、112…同期再生部、113…妨害検出部、107a、107b…入力端子、107c…遅延部、107d…振幅等化部、107e…位相等化部、107f、107g…出力端子、107h…メモリ部、107i…妨害対策用補間フィルタ、107j…周波数方向補間フィルタ、107k…極座標変換部、107l…振幅誤差検出部、107m…位相誤差検出部、107n…入力端子、112a…同一チャンネル妨害除去用フィルタ部、112b…切り替え部、112c…クロック・タイミング再生部、113a…パイロット信号抽出部、113b…積分器、113c…減算部、113d…絶対値演算部、113e…積分器、113f…比較部、113g…平均部、113h…映像帯域内キャリア抜き出し部、113i…平均部、113j…映像帯域外キャリア抜き出し部、113k…平均部、114a、114b…受信アンテナ、115a、115b…復調系統、116…切り替え部、117a、117b…妨害検出部、118…比較部、119…検波部、120…誤り訂正部、121…出力端子。

【図1】

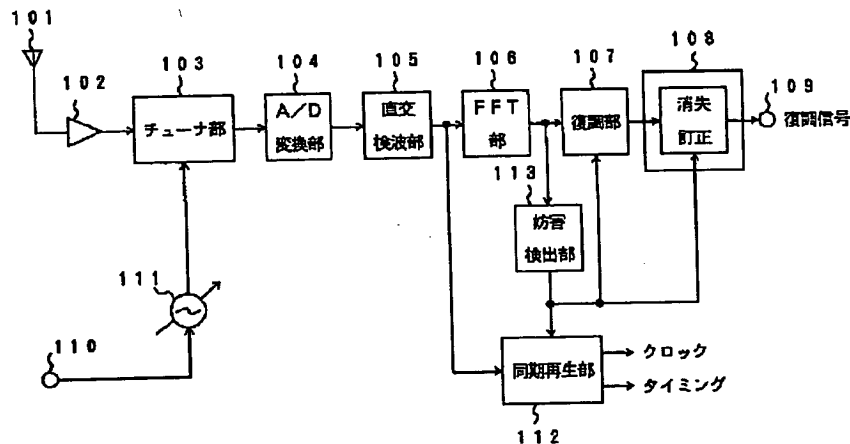
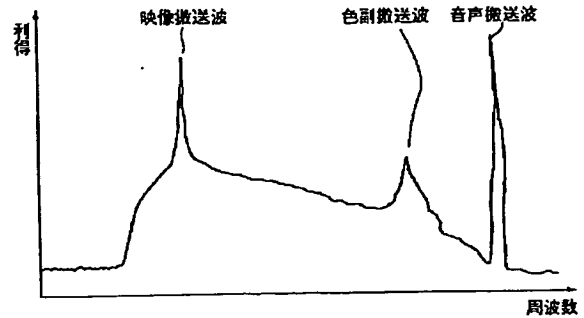


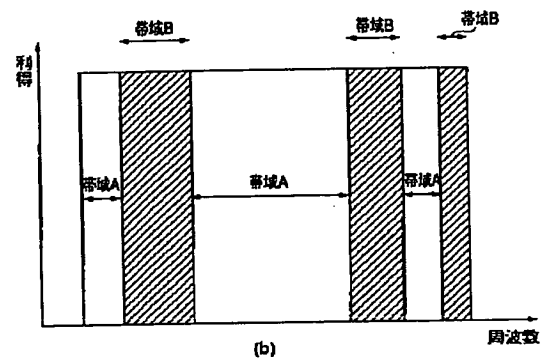
FIG. 1 is a block diagram of a signal processing system. The system includes a memory (RAM) 107h, a bandpass filter 107i, a band rejection filter 107j, a phase conversion circuit 107k, a phase difference extraction circuit 107l, and a phase difference extraction circuit 107m. The input signals 107a and 107b are processed through these blocks to produce output signals 107c, 107d, 107e, 107f, and 107g. The diagram shows a complex signal flow involving delay, amplitude equalization, and phase equalization stages.

[illegible]

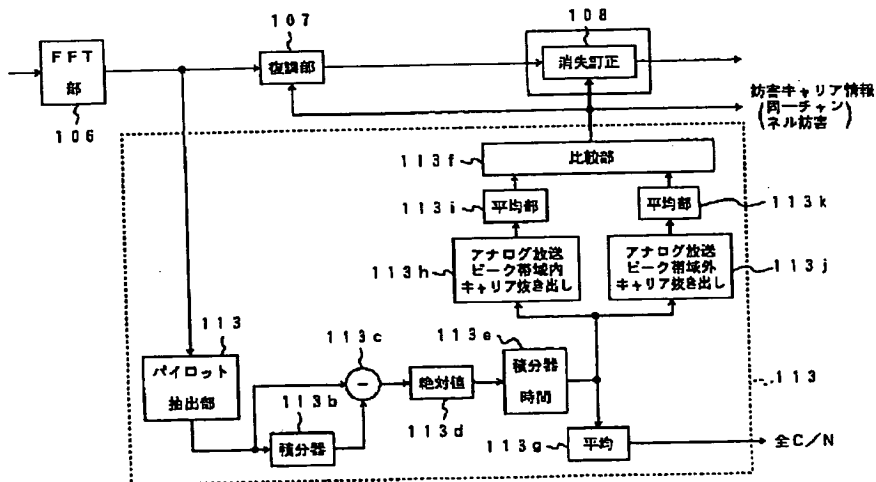
【図 6】



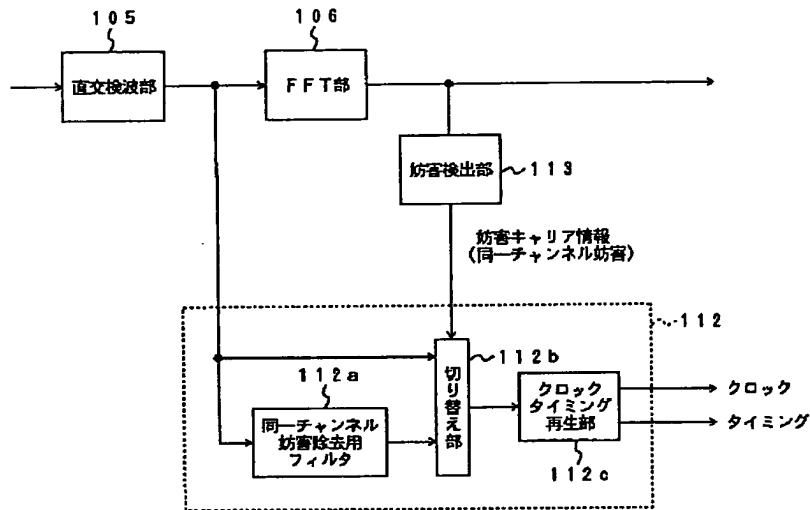
(a)



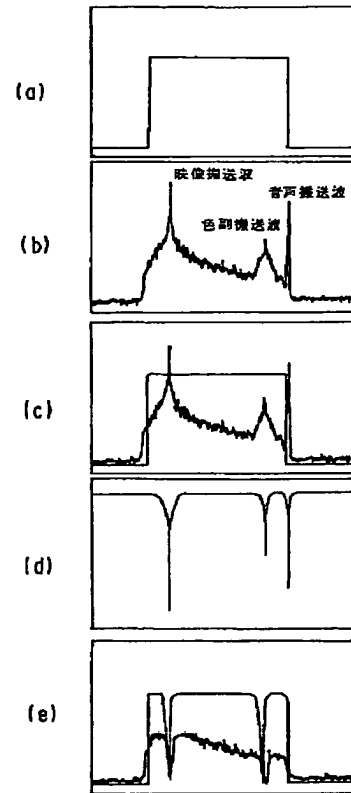
【图7】



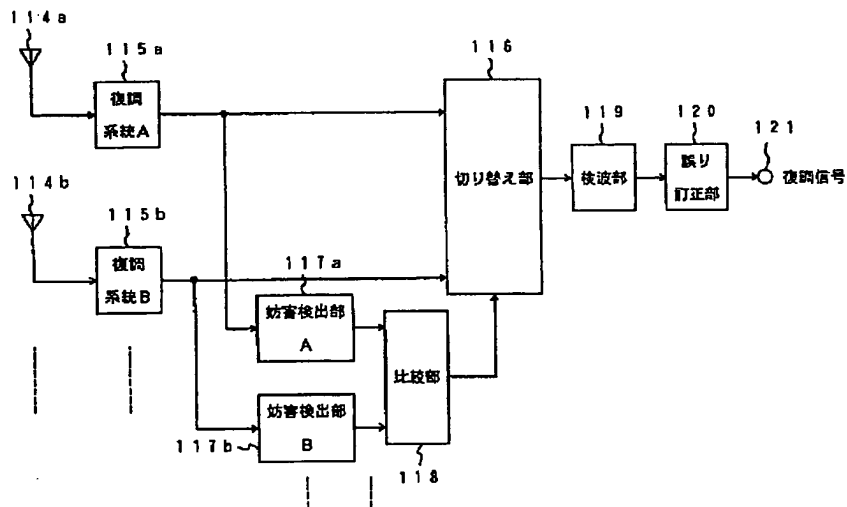
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. °

識別記号

F I

H O 4 N 7/081

H O 4 N 7/08

Z

// H O 4 N 5/44

(72) 発明者 関 隆史

神奈川県横浜市磯子区新杉田町 8 番地 株
式会社東芝マルチメディア技術研究所内

(72) 発明者 大橋 裕司

東京都港区新橋 3 丁目 3 番 9 号 東芝エ
ー・ブイ・イー株式会社内

THIS PAGE BLANK (USPTO)